

第4章 4巻線リアクトル方式ソフトスイッチング AC-DC コンバータ の入力電流高調波電流特性の解析とそれに基づく設計

4. 1 緒言

近年、電子機器から発生する高調波電流が商用電力系統に障害を引き起こし社会問題となっている。この問題を解決する方法の一つとして、広範囲な入力電圧で IEC 規格のクラス D を満足する回路として、4巻線リアクトル方式ソフトスイッチング AC-DC コンバータが提案されている^{[45][46]}。筆者らは先に、入力フィルタ部をインダクタによる等価回路でモデル化できることを示した^{[49][50][51][52][53]}。しかし、入力フィルタ部の特性を考慮した回路の詳細な動作特性の解析とそれに基づいた設計の方法については検討されていない。

本章では、4巻線リアクトル方式ソフトスイッチング AC-DC コンバータの入力高調波電流抑制回路の動作特性と回路パラメータの関係を明らかにし、そこから設計の指針を導き出す。

まずこのコンバータの入力高調波電流抑制回路の動作状態及び新たな動作モードを示し、回路動作について説明を行う。次に、回路パラメータと入力高調波電流特性、交流入力電流 i_{ac} のピーク値 I_{acp} 、キャパシタ C_{fs} の電圧 E_{Cfs} など、回路の動作特性との関係を実験及びシミュレーションで明らかにし、回路の設計指針を求める。更にその結果をもとに設計した回路の性能特性を示す。

4. 2 実用上有用な動作モードとそうでない動作モード

第3章において、4巻線リアクトル方式ソフトスイッチング AC-DC コンバータの入力フィルタ部を考慮した等価回路（図 3.3 参照）は、 Q_m 及び D_B , D_{L1} , D_4 のオン、オフの組合せの中で物理的に意味のある動作状態を考慮すれば表 3.1 の 8 個の動作状態をとることを示した。これら 8 つの動作状態の組合せにより、4巻線リアクトル方式ソフトスイッチング AC-DC コンバータの入力フィルタ部を考慮した等価回路は表 4.1(a) 及び(b)に示す 6 組の動作モードをとる。

表 2 (a)の四つの動作モードは、 i_{L1} と i_{LN3} が不連続な動作モードである。また表 2 (b)の二つの動作モードは本章で新たに議論するもので、 i_{L1} と i_{LN3} が連続な動作モードである。この表 4.1(b)の二つの動作モードは、高調波規格 IEC61000-3-2 class D 規格を満足する実用上有用な動作モードとそうでない動作モードの境界を検討する場合に必要となる。

また動作モードは、 L_2 の N_1 を流れる電流 i_{LN1} 及び N_2 を流れる電流 i_{LN2} の連続及び不連続の区別をせず、 L_2 の N_3 を流れる電流 i_{LN3} 及び L_1 を流れる電流 i_{L1} に着眼点をおいた区別をしている。そのため動作状態 3 から 4 への変化及び動作状態 6 から動作状態 8 への変化を区別せず、同一のモードとしている。

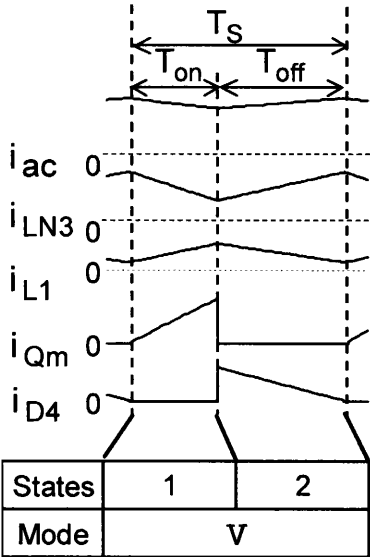
e_{ac} が低い場合は、 i_{LN1} 及び i_{LN2} が連続となるため、動作状態 8 は表れない。そして e_{ac} が高い場合は、 i_{LN1} 及び i_{LN2} が不連続となるため、動作状態 8 が高周波スイッチング周期の最後に表れる。同様に動作モードⅢも、 e_{ac} が高い場合に表れる。

表 4.1(a)の四つの動作モードは、 e_{ac} の全位相において i_{L1} 及び i_{LN3} が不連続であることを特徴としている。

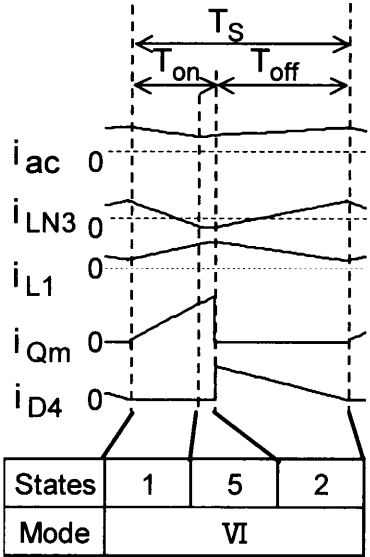
図 4.1 に、表 4.2(b)の二つの動作モード V, VIにおける電流 i_{ac} , i_{LN3} , i_{L1} , i_{Qm} 及び i_{D4} の概念図を示す。この二つの動作モードは、 e_{ac} の位相が $\pi/2$ 近傍において、 i_{L1} 及び i_{LN3} が連続であることを特徴としている。これらの動作モードは e_{ac} の位相が $\pi/2$ 近傍において、 e_{ac} の振幅が E_{Cfs} のピーク値より大きくなる回路定数を選んだ場合に現れる。

表 4.1 (a) i_{L1} と i_{LN3} が不連続な動作モード
 (b) i_{L1} と i_{LN3} が連続な動作モード

(a)	
Mode	State Sequence
I	$5 \rightarrow 7 \rightarrow 6(\rightarrow 8)$
II	$5 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 6(\rightarrow 8)$
III	$5 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 4 \rightarrow 8$
IV	$1 \rightarrow 5 \rightarrow 2 \rightarrow 3(\rightarrow 4)$
(b)	
Mode	State Sequence
V	$1 \rightarrow 2$
VI	$1 \rightarrow 5 \rightarrow 2$



(a) Operation mode V



(b) Operation mode VI

図 4.1 i_{LN1} と i_{LN2} が連続な動作モードの電流概念図

次に表 4.1(b)に示す新たな二つの動作モードについて詳細を説明する。

(a)動作モードV

図 4.1 の(a)に示すように、この動作モードでは、 i_{L1} 及び i_{LN3} が連続となっている。まず Q_m がオン期間 T_{on} の時、動作状態 1 をとり、 E_{Cfs} から L_{N1} へ電流 i_{LN1} が流れ、 L_2 にエネルギーが蓄えられる。同時に、 e_{ac} から L_F 及び L_1 へ電流 i_{L1} が流れ、 L_F 及び L_1 にエネルギーが蓄えられる。そのため動作状態 1 の期間、 Q_m には i_{LN1} と i_{L1} が加算された電流が流れる。次に Q_m がオフとなると動作状態 2 に移行し、 i_{LN2} が L_{N2} から E_O へ流れ、 L_2 のエネルギーが出力側へ放出される。また i_{L1} が L_F 及び L_1 から L_2 を経由し E_O へ流れ、 L_1 のエネルギーが出力側へ放出される。さらに e_{ac} が高くなったことで、 e_{ac} から L_F 及び N_3 へ電流 i_{LN3} が流れ、 L_F のエネルギーが C_{fs} へ放出される。そのため動作状態 2 の期間、出力ダイオード D_4 には i_{LN2} に i_{L1} の二次側換算された電流を加算し、 i_{LN3} の二次側換算された電流を減算した電流が流れる（図 3.6 参照）。

上述の動作モードにおいて i_{L1} 及び i_{LN3} が連続となるのは、次のように説明できる。 e_{ac} が大きくなり、それにともなって i_{L1} のピーク値は大きくなる。この場合、動作状態 2 において L_1 に印加される電圧 $V_{L1(state2)}$ は次の式となる。

$$V_{L1(state2)} = \left(\frac{N_1}{N_2} + \frac{N_3}{N_2} \right) \times E_O \quad (4.1)$$

式(1)より、 $V_{L1(state2)}$ は e_{ac} によらず一定値となる。そのため、 e_{ac} が大きくなると、 i_{L1} が 0 となるまでの時間、つまり動作状態 2 の期間 T_2 が長くなる。 T_2 が長くなると、回路定数によっては i_{L1} が連続になる。また i_{L1} が連続になるとほぼ同時に i_{LN3} も連続となる。このとき、 i_{L1} 及び i_{LN3} が連続となるため、入力電流 i_{ac} の平均値は大きくなる。

(b)動作モードVI

図 3 の(b)に示すように、この動作モードでは、 i_{L1} が連続で、 i_{LN3} が不連続となっている。この動作モードは、動作モードVの後に e_{ac} の位相が $\pi/2$ 以降で、 e_{ac} の振幅が E_{Cfs} のピーク値より小さくなったときに現

れる．このとき， i_{L1} が連続であるため，入力電流 i_{ac} の平均値は大きくなる．

動作モード V 及び動作モード VI が現れる回路定数を選ぶと， e_{ac} の位相が $\pi/2$ 近傍において，入力電流 i_{ac} の平均値が急激に増大する．それにより入力電流 i_{ac} が大きく歪み，高調波電流が大きくなる．これらのモードは， e_{ac} ， L_1 のインダクタンス及び N_3 の巻数の相対関係によって生じ， e_{ac} が低く， L_1 のインダクタンスが大きく， N_3 の巻数が小さいときに現れる．

4. 3 回路パラメータが動作特性に及ぼす影響

4. 3. 1 インダクタ L_F が動作特性に及ぼす影響

次に L_F が動作特性に及ぼす影響について述べる．図 4.2 及び図 4.3 に L_F の変化に対する各特性の観測値とシミュレーション値を示す．図 4.2 は e_{ac} が 100V，図 4.3 は e_{ac} が 220V の特性を示す．また図 4.2 及び図 4.3 において，(a)は i_{ac} のピーク値 I_{acp} ，(b)は i_{LN3} のピーク値 I_{N3p} 及び i_{L1} のピーク値 I_{L1p} ，(c)は C_{fs} 電圧のピーク値 E_{Cfsp} ，そして(d)は Q_m の実効電流値 I_{Qm} を示す．図 4.2 及び図 4.3 より，各特性は観測値とシミュレーション値でよく一致している．

e_{ac} が 100V では，図 4.2 の(a)と(b)より， I_{acp} と I_{N3p} は，インダクタ L_F が $500\mu H$ 以下で増加している．当然のことながら他のパラメータを変えれば図 4.2 の I_{acp} ， I_{N3p} 等の増減に対する L_F の数値そのものは変化するが，この場合の I_{acp} ， I_{N3p} 等の増減に対する L_F の傾向は変わらない．このことは本論文の以下の解析においても同じことが言える．

また図 4.2 の(c)より， E_{Cfsp} は e_{ac} の振幅値： $e_{ac}(\text{peak})$ より大きな値を取り，ほぼ一定値となっている．

e_{ac} が 220V では，図 4.3 の(a)と(b)より， i_{ac} はほぼ一定値． I_{N3p} 及び I_{L1p} は，インダクタ L_F が $300\mu H$ 以下で増加している．また図 4.3 の(c)より， E_{Cfsp} はインダクタ L_F が大きいほど大きな値を取り， E_{Cfsp} は e_{ac} の振幅値以上である． E_{Cfsp} はキャパシタ C_{fs} ，主スイッチ Q_m 及び補助スイッチ Q_a の電圧ストレスの観点からできるだけ小さい方が好ましい．

図 4.2 及び図 4.3 の(d)より， $I_{Qm(rms)}$ はインダクタ L_F の変化に対してほぼ一定値となる．

以上の議論より，インダクタ L_F は，素子，特に図 4.3(c)に示すキャパシタ C_{fs} の電圧ストレスの観点から $200\mu H$ 以下に選ばばよい．本研究では，インダクタ L_F を，部品追加せず同相フィルタのノーマル成分で代用し，インダクタ L_F を $184\mu H$ に選ぶことにする．

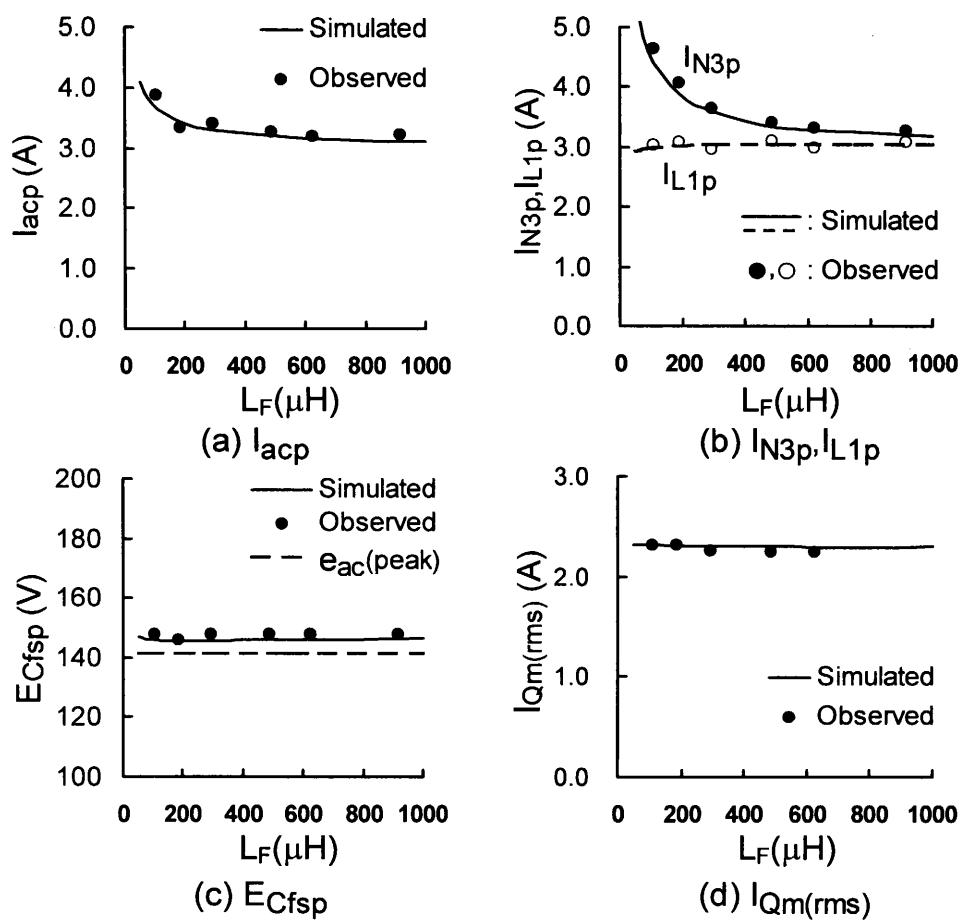


図 4.2 $e_{ac}:100V$ 時の L_F に対する各特性の観測値とシミュレーション値

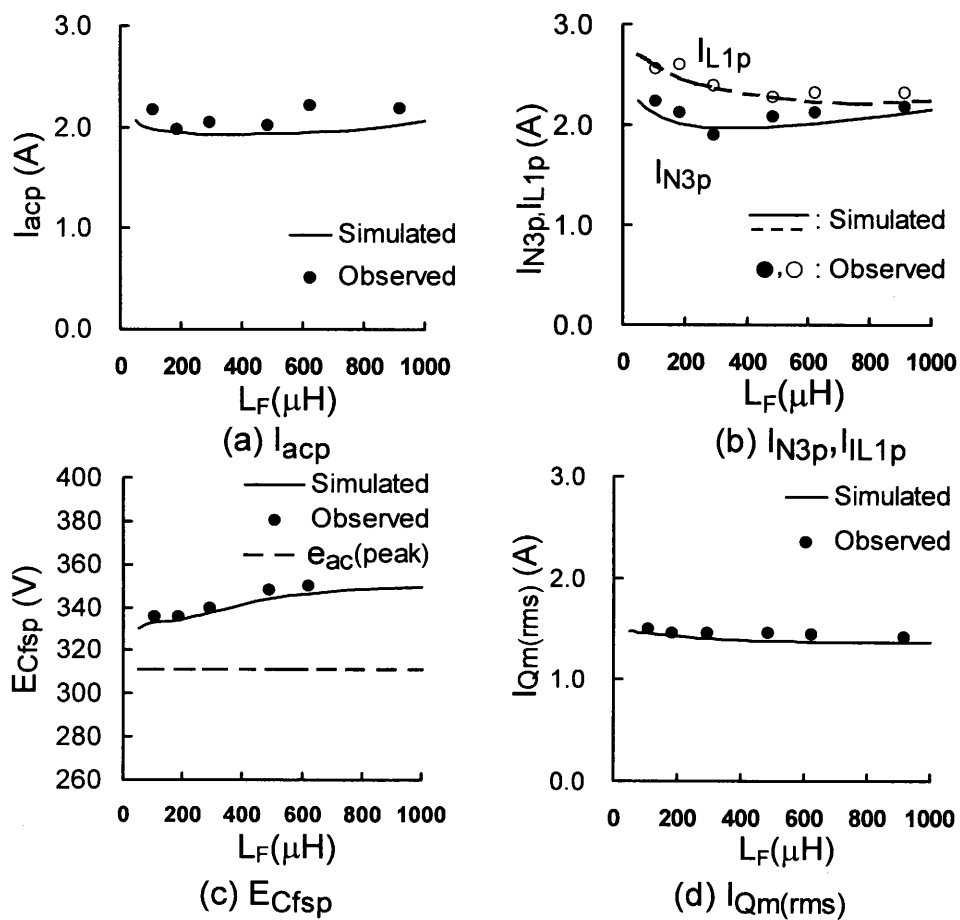


図 4.3 $e_{ac}:220V$ 時の L_F に対する各特性の観測値とシミュレーション値

4. 3. 2 インダクタ L_1 が動作特性に及ぼす影響

次に L_1 が動作特性に及ぼす影響について述べる．図 4.4 に，インダクタ L_1 の変化に対する高調波電流の観測値，シミュレーション値及び IEC61000-3-2 class D の限度値を示す．図 4.4(a)は e_{ac} が 100V，図 4.4(b)は e_{ac} が 220V の結果をそれぞれ示す． L_1 以外の回路定数は第 3 章で議論した図 3.3 のものと同じである．

図 4.4 より， e_{ac} が 100V 及び 220V の高調波電流値は，観測値とシミュレーション値でよく一致している．図 4.7(a)の e_{ac} が 100V において，第 3 次及び第 5 次，7 次，及び 9 次高調波電流値は，インダクタ L_1 が 500 μ H 以上で増加傾向にある．そして L_1 が 700 μ H 以上では，第 9 次高調波電流値が IEC の限度値以上となり，IEC 規格を満足していない．このことから L_1 は余裕をもたせて 500 μ H 以下が好ましい．

次に図 4.4(b)の e_{ac} が 220V においては，第 3 次及び第 5 次，7 次，及び 9 次高調波電流値は，インダクタ L_1 とともに増加傾向にある．しかしインダクタ L_1 が 1000 μ H 以下の範囲では IEC 61000-3-2 class D の規格を満足している．

図 4.5 及び図 4.6 に L_1 の変化に対する各特性の観測値とシミュレーション値を示す．回路定数は図 4.2 と同じである．図 4.5 は e_{ac} が 100V，図 4.6 は e_{ac} が 220V の特性を示す．また図 4.5 及び図 4.6 において，(a)は i_{ac} のピーク値 I_{acp} ，(b)は i_{LN3} のピーク値 I_{N3p} 及び i_{L1} のピーク値 I_{L1p} ，(c)は C_{fs} 電圧のピーク値 $E_{Cf_{sp}}$ ，そして(d)は Q_m の実効電流値 $I_{Qm(rms)}$ を示す．図 4.5 及び図 4.6 より，各特性は観測値とシミュレーション値でよく一致している．

e_{ac} が 100V では，図 4.5 の(a)と(b)より， I_{acp} と I_{N3p} は，インダクタ L_1 が 500 μ H 以上で増加している．そして I_{L1p} は，インダクタ L_1 が小さいほど大きな値をとる．また図 4.5 の(c)より， $E_{Cf_{sp}}$ はインダクタ L_1 が小さいほど大きな値をとり，インダクタ L_1 が 500 μ H 以下では， $E_{Cf_{sp}}$ は e_{ac} の振幅値以上であるが，500 μ H 以上では， $E_{Cf_{sp}}$ のピーク値は e_{ac} の振幅値とほぼ一致している．

e_{ac} が 220V では、図 4.6 の(a)と(b)より、 I_{acp} と I_{N3p} は、インダクタ L_1 が $1000\mu\text{H}$ 以下の範囲で変化が少ない。そして I_{L1p} は、インダクタ L_1 が小さいほど大きな値をとる。また図 4.6 の(c)より、 E_{Cfsp} はインダクタ L_1 が小さいほど大きな値をとる、インダクタ L_1 が $1000\mu\text{H}$ 以下では、 E_{Cfsp} は e_{ac} の振幅値以上である。

図 4.5 及び図 4.6 の(d)より、 $I_{Qm(rms)}$ はインダクタ L_1 が小さいほど大きな値となる。

図 4.5 及び図 4.6 の(c)より、 E_{Cfsp} がインダクタ L_1 の依存性があり、インダクタ L_1 が小さいほど E_{Cfsp} は大きな値をとる。そして E_{Cfsp} は e_{ac} の振幅値以上である。つまり、本回路には昇圧動作が存在する。以下にその昇圧動作を動作モードⅡにおいて考察する。

本回路は、動作状態 5 で L_F に蓄積したエネルギーを、動作状態 2 及び 3 の i_{LN3} が流れている期間に、 C_{fs} へ放出する。その昇圧回路は、動作状態 5 において L_F に印加される電圧 $V_{LF(state5)}$ を入力電圧とし、 L_F を昇圧リアクトルとし、 Q_m を昇圧スイッチとし、 D_{B1} 、 D_{B2} 、 D_{B3} 及び D_{B4} を出力ダイオードとした構成をとる。また E_{Cfsp} は、入力電圧を整流した電圧に Q_m オフ時の N_3 巻線電圧 $E_o \times N_3 / N_2$ と昇圧回路で昇圧された電圧が加算された電圧となる。

そこで図 3.6 の等価回路において、 e_{ac} を直流電圧源 E_{ac} とした回路において、動作状態 2、3 及び 5 の時間をそれぞれ T_2 、 T_3 及び T_5 とすると $V_{LF(state5)}$ は

$$V_{LF(state5)} = E_{ac} \times \frac{L_F}{L_F + L_1} \quad (4.2)$$

となるため、 E_{Cfsp} は

$$E_{Cfsp} = E_{ac} \left(\frac{L_F}{L_F + L_1} \right) \left(\frac{T_5 + T_2 + T_3}{T_2 + T_3} \right) + \frac{N_3}{N_2} E_o \quad (4.3)$$

となる。

式(3)より E_{Cfsp} は $L_F / (L_F + L_1)$ 及び N_3 / N_2 とともに増大することがわかる。つまり L_1 が小さく、 N_3 が大きいほど E_{Cfsp} は大きくなる。

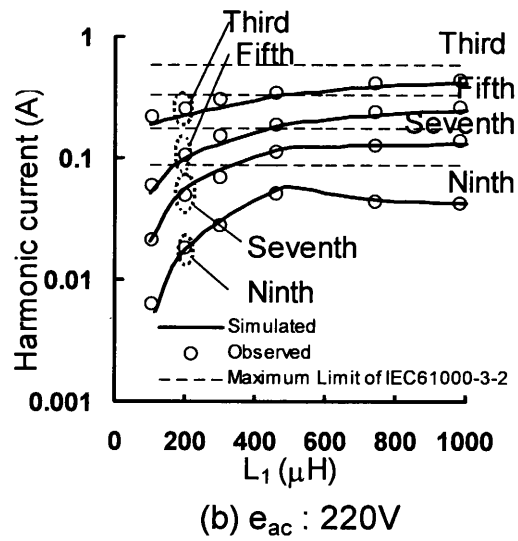
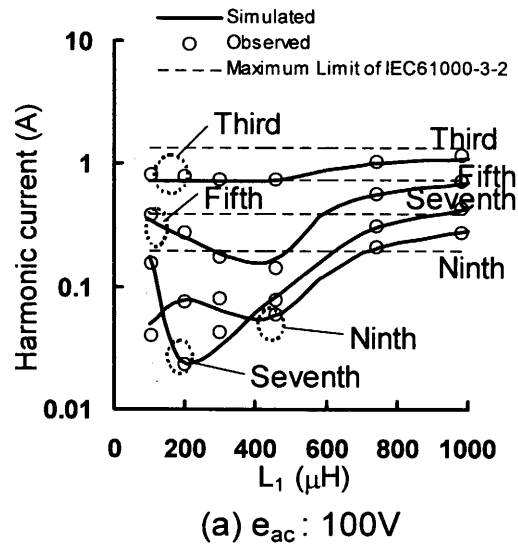


図 4.4 L_1 の変化に対する高調波電流値

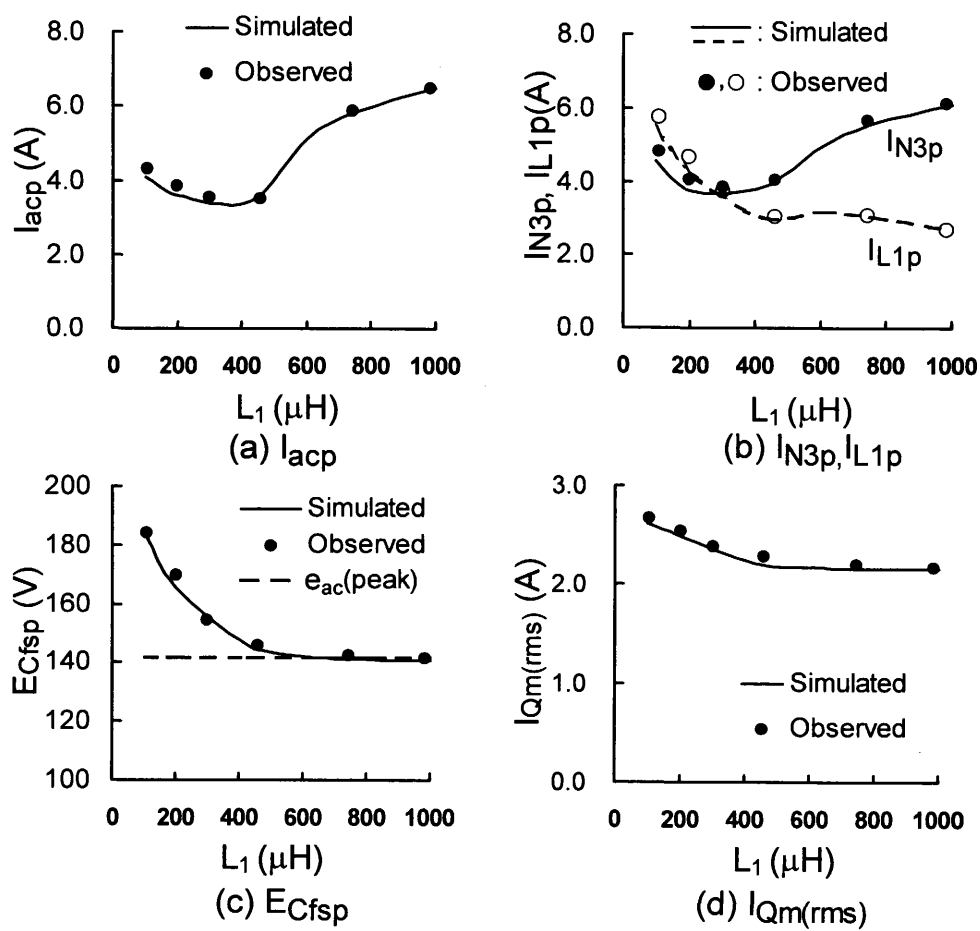


図 4.5 $e_{ac}:100\text{V}$ 時の L_1 に対する各特性の観測値とシミュレーション値

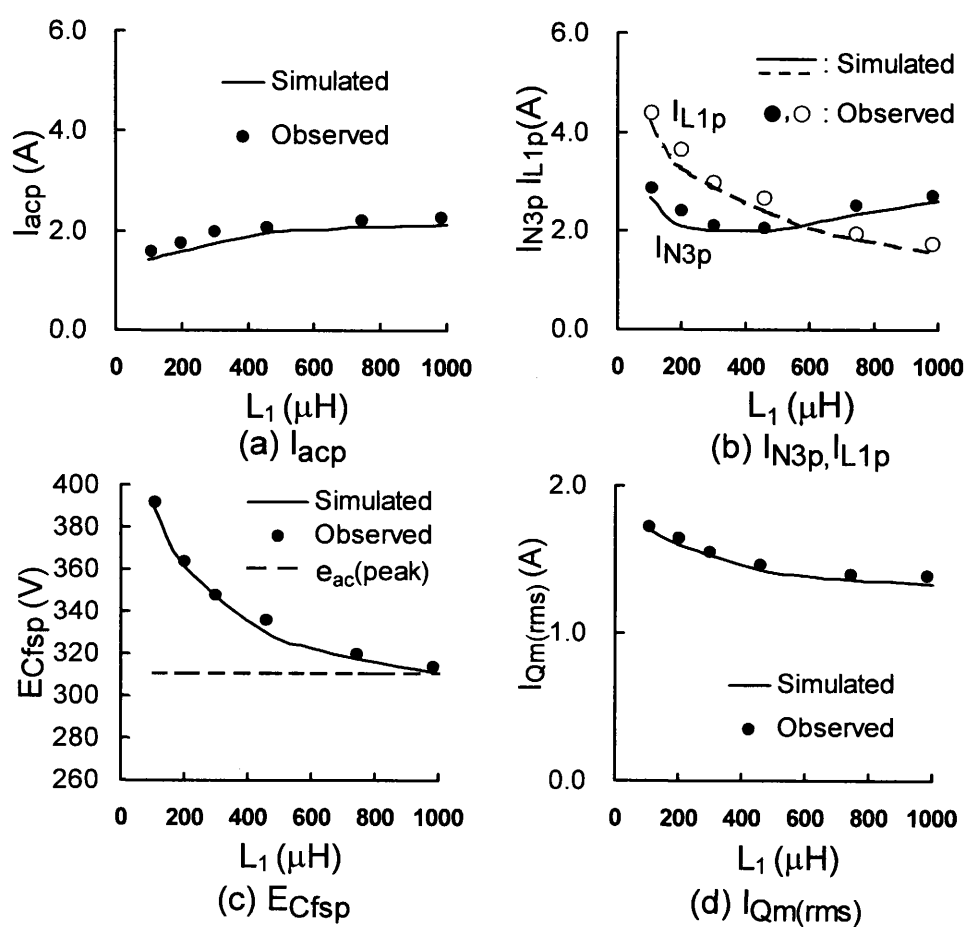


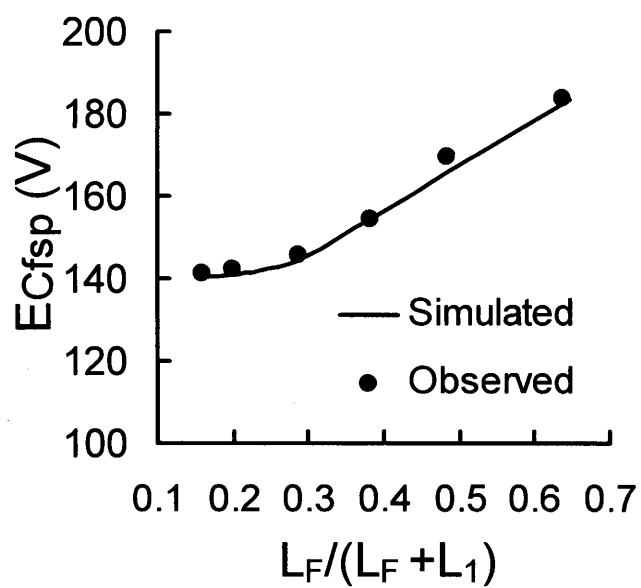
図 4.6 $e_{ac}:220V$ 時の L_1 に対する各特性の観測値とシミュレーション値

図 4.7 に $L_F/(L_F+L_1)$ の変化に対する E_{Cfs} の観測値とシミュレーション値を示す．式(3)では，入力電圧を直流電圧源 E_{ac} として導出した．その入力電圧を商用交流電圧源 e_{ac} とした場合は，商用交流の半周期で， e_{ac} の位相の変化とともに T_2 ， T_3 及び T_5 が変化するため， E_{Cfsp} は C_{fs} の充放電エネルギーがバランスした値となる^[56]．しかし図 4.7 より，入力電圧を e_{ac} とした場合でも同様に，昇圧される電圧は $L_F/(L_F+L_1)$ の項に比例し， L_1 が小さく L_F が大きいほど E_{Cfsp} は大きくなることがわかる．

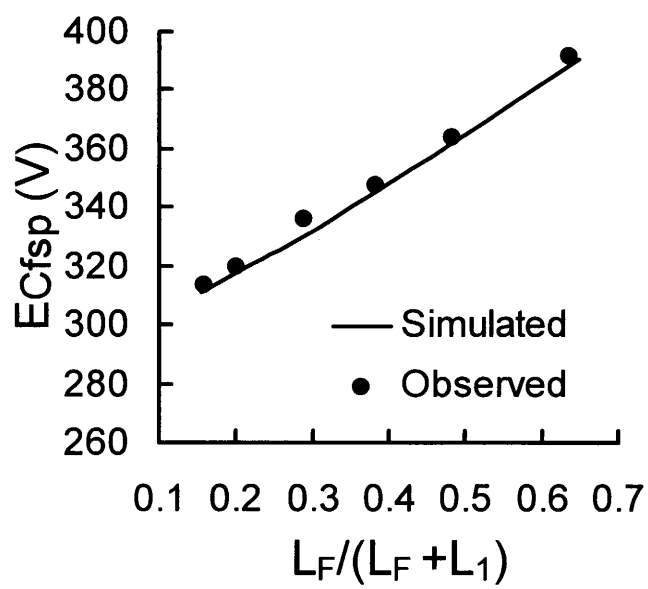
図 4.5(c)より，インダクタ L_1 が $500\mu\text{H}$ 以上では，昇圧する電圧の減少にもかかわらず， E_{Cfs} のピーク値は e_{ac} の振幅値とほぼ一致し，一定に保たれている．これは e_{ac} の位相の $\pi/2$ 近傍にて， i_{L1} 及び i_{LN3} が不連続から連続になり，回路が動作モード V 及び VI で動作することによる．このことは図 4.5(a)及び(b)で， L_1 が $500\mu\text{H}$ 以上で， I_{N3p} が増加していること及び I_{L1p} が減少せずほぼ一定になっていることから分かる．

また e_{ac} が 100V で， L_1 が $500\mu\text{H}$ 以上において， e_{ac} の位相の $\pi/2$ 近傍で，回路が動作モード V 及び VI で動作するために， I_{acp} 及び高調波電流値が増加する．その結果 L_1 が $700\mu\text{H}$ 以上で，第 9 次高調波電流値が IEC の限度値以上となり，IEC 規格を満足しなくなっている．つまり高調波電流値の観点から， i_{L1} 及び i_{LN3} が不連続で動作することが必要である．

従って，キャパシタ C_{fs} ，主スイッチ Q_m 及び補助スイッチ Q_a の電圧ストレスの観点からは L_1 を大きく，また主スイッチ Q_m の実効電流 $I_{Qm(rms)}$ が大きくなると損失が増加するため，主スイッチ Q_m の損失を小さくするためにも L_1 を大きくする方が良い．さらに，先に述べたように高調波電流値の観点からは， L_1 を $500\mu\text{H}$ 以下にする必要がある．以上の議論を考慮し，本研究においては，インダクタ L_1 が $426\mu\text{H}$ のものを有していたので，これを用いた．



(a) $e_{ac} : 100V$



(b) $e_{ac} : 220V$

図 4.7 $L_F/(L_F + L_1)$ の変化に対する EC_{fsp} の観測値とシミュレーション値

4. 3. 3 リアクトル L_2 の N_3 巻線が動作特性に及ぼす影響

図 4.8 に、リアクトル L_2 の N_3 巻線と N_1 巻線の比 N_3/N_1 の変化に対する高調波電流の観測値、シミュレーション値及び IEC61000-3-2 class D の限度値を示す。図 4.8(a)は e_{ac} が 100V、図 4.7(b)は e_{ac} が 220V の結果をそれぞれ示す。 N_3 巻線数以外の回路定数は第 3 章で議論した図 3.3 のものと同じである。

図 4.8 より、 e_{ac} が 100V 及び 220V の高調波電流値は、観測値とシミュレーション値でよく一致している。図 4.8(a)の e_{ac} が 100V において、第 3 次、第 5 次、第 7 次及び第 9 次高調波電流値は、 N_3/N_1 が 0.1 以下で急激に大きくなり、 $N_3/N_1=0$ 近傍で第 7 次及び第 9 次高調波電流値が IEC の限度値以上となり、IEC 規格を満足していない。

次に図 4.8(b)の e_{ac} が 220V においては、第 3 次および第 5 次高調波電流値は、 N_3/N_1 の増加によりわずかに増加している。また第 7 次及び第 9 次高調波電流値は、 N_3/N_1 の増加によりわずかに増加している。しかし N_3/N_1 が 1 以下の範囲で IEC 61000-3-2 class D の規格を満足している。

図 4.9 及び図 4.10 に N_3/N_1 の変化に対する各特性の観測値とシミュレーション値を示す。回路定数は図 1 と同じである。図 4.9 は e_{ac} が 100V、図 4.10 は e_{ac} が 220V の特性を示す。また図 4.9 及び図 4.10 において、(a) は i_{ac} のピーク値 I_{acp} 、(b)は i_{LN3} のピーク値 I_{N3p} 及び i_{L1} のピーク値 I_{L1p} 、(c)は C_{fs} 電圧のピーク値 $E_{Cf_{sp}}$ 、そして(d)は Q_m の実効電流値 $I_{Qm(rms)}$ を示す。図 4.9 及び図 4.10 より、各特性は観測値とシミュレーション値でよく一致している。

e_{ac} が 100V では、図 4.9 の(a)と(b)より、 I_{acp} 及び I_{N3p} は、 N_3/N_1 が 0.1 以下で増加している。また図 4.9 の(c)より、 $E_{Cf_{sp}}$ は N_3/N_1 が 0.1 以下では、 e_{ac} の振幅値とほぼ一致しているが、 N_3/N_1 が 0.1 以上で増加している。

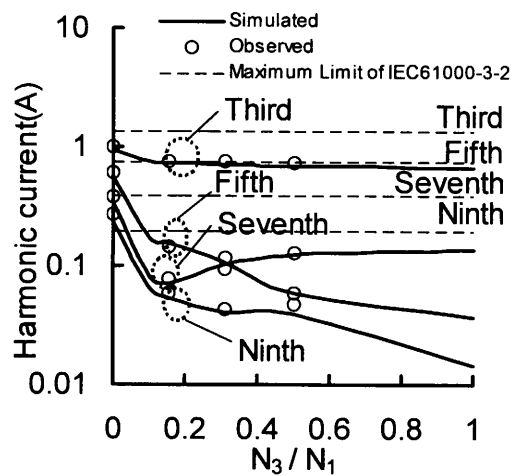
e_{ac} が 220V では、図 4.10 の(a)と(b)より、 I_{acp} と I_{L1p} は、 N_3/N_1 が 1 以下の範囲で変化が少ない。そして I_{N3p} は、 N_3/N_1 の増加により、わずかに増加している。また図 4.10 の(c)より、 $E_{Cf_{sp}}$ は N_3/N_1 とともに増加し、

N_3/N_1 が 1 以下の範囲で、 E_{Cfs} は e_{ac} の振幅値以上である。

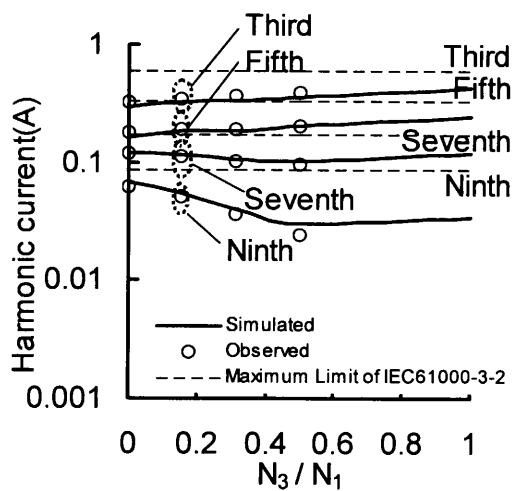
図 4.9 及び図 4.10 の(d)より、 e_{ac} が 100V 及び 220V において、 $I_{Qm(rms)}$ は N_3/N_1 とともにわずかに増加している。図 4.9 及び図 4.10 の(c)において、 E_{Cfsp} が N_3/N_1 とともに増加するのは、 N_1 及び N_2 = 一定値のため、式(3)の第 2 項が大きくなるためである。つまり Q_m がオフ期間に N_3 巻線に発生する電圧が大きくなるためである。

e_{ac} が 100V において N_3/N_1 が 0.1 以下では、 E_{Cfs} のピーク値は e_{ac} の振幅値とほぼ一致している。それは e_{ac} の位相の $\pi/2$ 近傍にて、 i_{L1} 及び i_{LN3} が不連続状態から連続状態になり、回路が動作モード V 及び VI で動作するためである。それは図 4.9(b)において、 N_3/N_1 が 0.1 以下で、 I_{N3p} 及び I_{L1p} が増加していることから分かる。また N_3/N_1 が 0.1 以下において、 e_{ac} の位相の $\pi/2$ 近傍で、回路が動作モード V 及び VI で動作するために、 I_{acp} 及び高調波電流値が増加する。その結果 N_3/N_1 が 0.1 以下で、第 9 次高調波電流値が IEC の限度値以上となり、IEC 規格を満足しなくなっている。つまり高調波電流値の観点から、 i_{L1} 及び i_{LN3} が不連続で動作することが必要である。

従って、キャパシタ C_{fs} 、主スイッチ Q_m 及び補助スイッチ Q_a の電圧ストレスの観点からは N_3/N_1 を小さく、また主スイッチ Q_m の損失を小さくするためにも N_3/N_1 を小さくする方が良い。さらに、先に述べたように高調波電流値の観点からは、 N_3/N_1 を 0.1 以上にする必要がある。以上の議論を考慮し、本研究においては、 N_3/N_1 が $5/32 \approx 0.16$ のものを有していたので、これを用いた。



(a) $e_{ac} : 100V$



(b) $e_{ac} : 220V$

図 4.8 N_3/N_1 の変化に対する高調波電流値

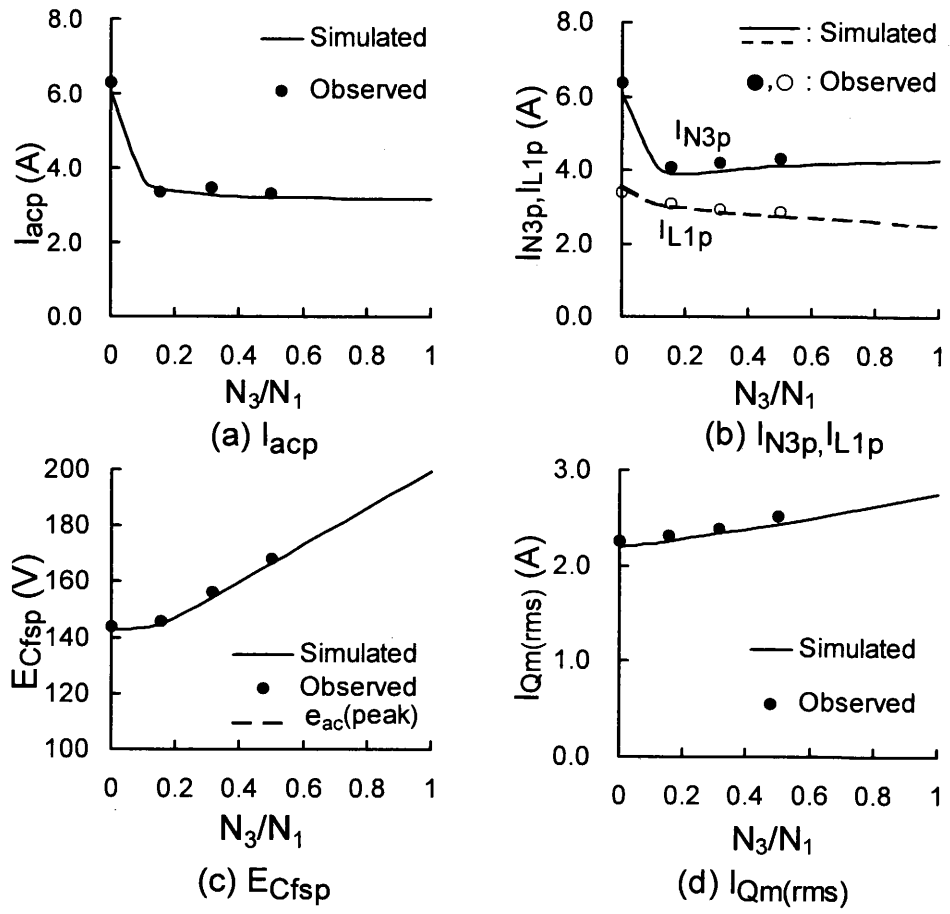


図 4.9 $e_{ac}:100V$ 時の N_3 に対する各特性の観測値とシミュレーション値

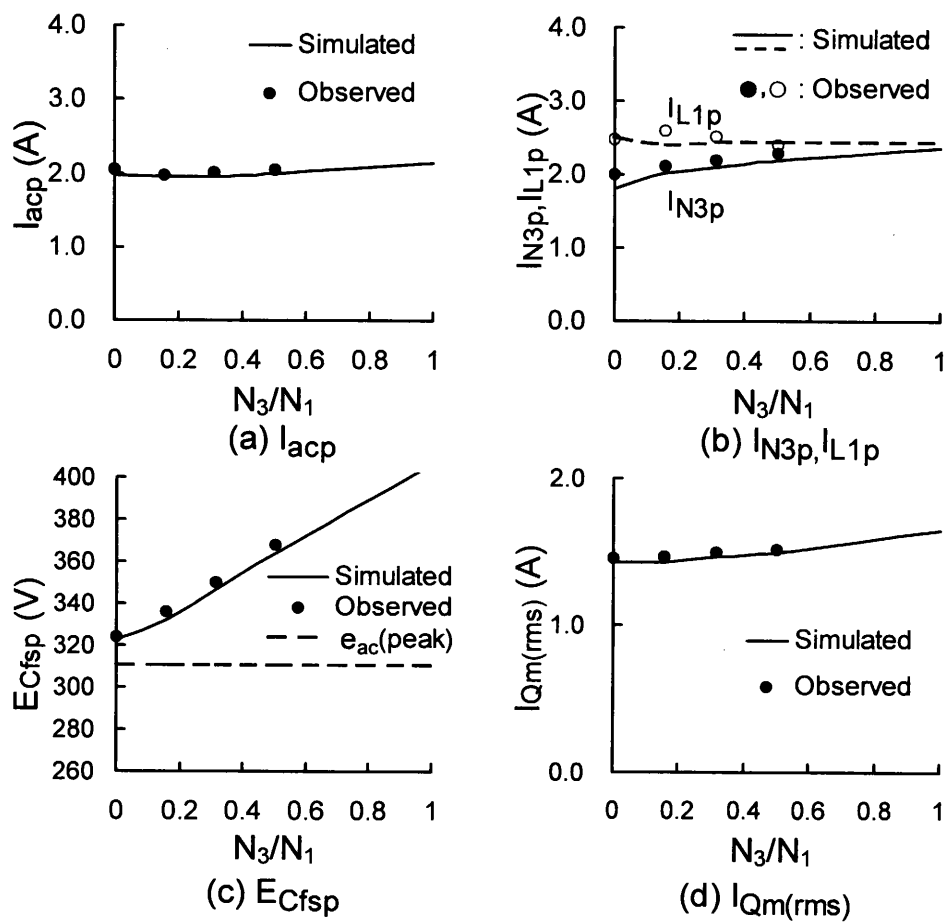


図 4.10 $e_{ac}:220V$ 時の N_3 に対する各特性の観測値とシミュレーション

結

4. 3. 4 C_{fs} 電圧ピーク値 $E_{C_{fs}p}$ の負荷電流依存性

4. 3. 3 において，本回路には昇圧動作が存在し，式(3)より完全平滑コンデンサ C_{fs} 電圧のピーク値 $E_{C_{fs}p}$ は L_1 が小さく， N_3 が大きいほど $E_{C_{fs}p}$ は大きくなることを示した．

このような昇圧動作を含む回路においては，完全平滑コンデンサ C_{fs} 電圧に負荷依存性があり，軽負荷時に完全平滑コンデンサ C_{fs} 電圧が上昇するものが報告[*]されている．それらは完全平滑コンデンサの絶縁耐圧を高いものとする必要があり，高価な電源システムになってしまうデメリットがある．

そこで本回路の完全平滑コンデンサ C_{fs} 電圧を図 4.11 に示す．本回路は昇圧動作があることを前述したが， e_{ac} が 100V 及び 220V において I_o が 0 から 1.25A の範囲で $E_{C_{fs}p}$ の大きな上昇は見られず，実用上問題ないことがわかった．

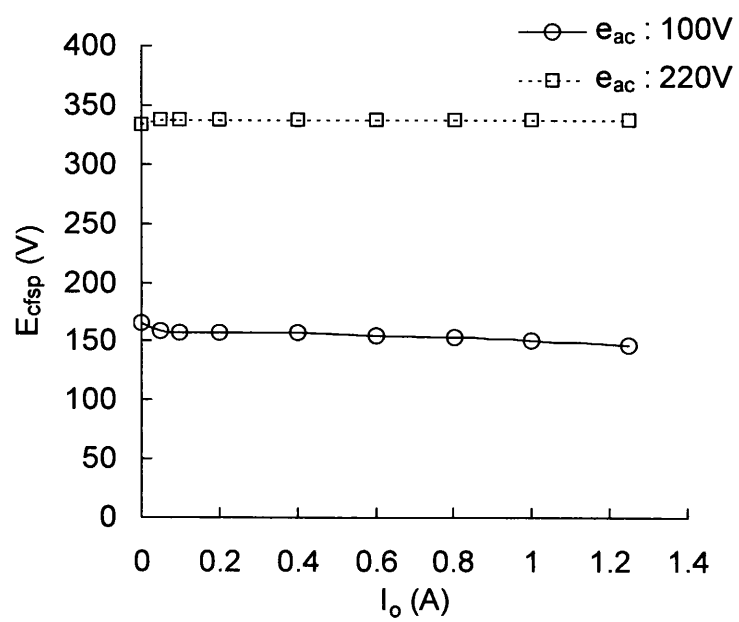


図 4.11 C_{fs} 電圧のピーク値 E_{Cfsp} の負荷電流依存性

4. 4 結言

以上の議論において、4 巻線リアクトル方式ソフトスイッチング AC-DC コンバータの入力高調波電流抑制回路に関し、回路パラメータと動作特性の関係について検討した。その結果以下のことが明らかになった。

- (1) 本回路の入力高調波電流抑制回路は 8 個の動作状態をとり、これらの動作状態の組合せにより、回路動作は 6 組の動作モードに分けられる。
- (2) (1) で述べた六つのモードは入力高調波電流抑制回路のインダクタ L_1 の電流 i_{L1} 及びリアクトル L_2 の N_3 巻線の電流 i_{LN3} が不連続な動作モードと連続な動作モードの二つに分けられる。
- (3) (2) で述べた i_{L1} 及び i_{LN3} が連続な動作モードでは、入力電流の位相が $\pi/2$, $3\pi/2$ の近傍において、 i_{L1} 及び i_{LN3} が連続になり、入力電流が急激に増加する。それによって高調波電流値が増加し、IEC 規格のクラス D を満足しない。また i_{L1} 及び i_{LN3} が不連続な動作モードではこのような入力電流の急激な増加は生じず、IEC 規格のクラス D を満足し、実用上有用である。
- (4) インダクタ L_F 、インダクタ L_1 及びリアクトル L_2 の N_3 巻線の動作特性または動作モードの関係を明らかにした。それにより回路の設計指針を与えた。
- (5) E_{Cfs} のピーク値が e_{ac} の振幅値より大きいときに i_{L1} 及び i_{LN3} が不連続な動作モードとなり、 E_{Cfs} のピーク値が e_{ac} の振幅値以下の場合には、 i_{L1} 及び i_{LN3} が連続な動作モードとなる。この i_{L1} 及び i_{LN3} が連続な動作モードは実用的でない。
- (6) 本回路には昇圧動作があり、 E_{Cfsp} は $L_F/(L_F+L_1)$ 及び N_3/N_2 とともに増大する。
- (7) (4) に基づいて選定した回路定数では、AC-DC コンバータは広い入力電圧範囲で IEC61000-3-2 classD の限度値を十分な余裕をもって満足している。電力効率は、負荷電流 I_0 が 1.25A

で e_{ac} が 220Vにおいて効率が 90%で高効率を得られている. さらに C_{fs} 電圧のピーク値 $E_{C_{fs}p}$ については, e_{ac} が 100Vから 220V まで変化する場合, 特に 220V において I_o が 0 から 1.25A の範囲で $E_{C_{fs}p}$ の大きな上昇は見られず, 実用上問題ないことがわかった.